

モータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

発明の背景

1. 技術分野

5 本発明は、モータ駆動用インバータ制御装置及び空気調和機に関する。

2. 関連技術

汎用インバータなどで用いられている一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置として、図16に示すようなV/F制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ
10 制御装置がよく知られている（例えば、非特許文献1参照）。

図16において、主回路は直流電源装置113と、インバータ3とインダクションモータ4とから構成されており、直流電源装置113については、交流電源1と、整流回路2と、インバータ3の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ112と、交流電源1の力率改善用リアクタ111から構成されている。

15 一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン部13と、V/F制御パターン部13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4の各相電圧指令値を作成するモータ電圧作成部14と、モータ電圧作成部14から作成された各相電圧指令値に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御部18から構成されている。なお、一般的なV/F制御パターン部13の一例を図17に示す。

図17に示すように速度指令 ω^* に対してインダクションモータ4に印加するモータ電圧値が一義的に決定するような構成となっている。一般的には、速度指令 ω^* とモータ電圧値の値をテーブル値としてマイコン等の演算装置のメモリに記憶させ、テーブル値以外の速度指令 ω^* に対してはテーブル値から線形補間することでモータ電圧値を導出している。

25 ここで、交流電源1が220V（交流電源周波数50Hz）、インバータ3の入力が1.5kW、平滑コンデンサ112が1500 μ Fのとき、力率改善用リアクタ111が5mHおよび20mHの場合における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を図18に示す。図18はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ111が5mHの場合には特に第3高調波成分がIEC規格のそれを大きく上
30 回っているが、20mHの場合には40次までの高調波成分においてIEC規格をクリアしていることがわかる。

そのため特に高負荷時においてもIEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ111のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコストUPを招くという不都合があった。

35 そこで、力率改善用リアクタ111のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図19に示すような直流電源装置が提案されている（例えば、特許文献1参照）。

図19において、交流電源1の交流電源電圧を、ダイオードD1～D4をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力を、リアクトルL_{in}を介して中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗RLに直流電圧を供給する。この場合、リアクトルL_{in}の負荷側と中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタQ1を接続し、このトランジスタQ1をベース駆動回路G1で駆動する構成となっている。

45 また、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗R_{dm}とをさらに備えており、パルス発生回路I1、I2は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗R_{dm}にパルス電流を流すパルス電流回路とで構

成されている。

ここで、パルス発生回路 I 1 は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生 I 2 は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

- 5 なお、トランジスタ Q 1 をオン状態にしてリアクトル L i n に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサ C の電荷がトランジスタ Q 1 を通して放電することのないように逆流防止用ダイオード D 5 が接続され、さらに、中間コンデンサ C の電荷を平滑コンデンサ C D に放電する経路に、逆流防止用ダイオード D 6 と、平滑効果を高めるリアクトル L d c が直列に接続されている。
- 10 上記の構成によって、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサ C の両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタ Q 1 をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高効率化を達成することができる。

(特許文献 1) 特開平 9-266674 号公報

- 15 (非特許文献 1) 「インバータドライブハンドブック」の 661~711 頁を参照、インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995 年初版、日刊工業新聞社発行)

- 20 しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサ C D とリアクトル L i n (特許文献 1 では $1500\mu\text{F}$ 、6.2mH 時のシミュレーション結果について記載されている) とを依然として有したままであり、さらに中間コンデンサ C とトランジスタ Q 1 とベース駆動回路 G 1 とパルス発生回路 I 1、I 2 とダミー抵抗 R d m と逆流防止用ダイオード D 5、D 6 と平滑効果を高めるリアクトル L d c とを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコスト UP を招くという課題を有していた。

25 発明の要旨

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

- 30 本発明に係る第 1 のインバータ制御装置は、交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流回路と、その整流回路からの直流電力を所望の周波数及び所望の電圧の交流電力に変換しモータに供給するインバータとを含む、モータ駆動用のインバータ装置である。整流回路はダイオードブリッジと、そのダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタとを含む。インバータの直流母線間には、モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサが設けられる。

- 35 インバータ制御装置は、外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出する P N 電圧検出手段と、P N 電圧検出手段により検出されたインバータの直流電圧値を、所定の基準値と比較し、その比較結果から P N 電圧補正係数を導出する P N 電圧補正手段と、各相電圧指令値の補正を行う第 1 のモータ電圧指令補正手段と、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第 2 のモータ電圧指令補正手段とを備える。第 1 のモータ電圧指令補正手段は、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う。第 2 のモータ電圧指令補正手段は、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかがインバータの直流電圧値より大きい場合のみ、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値にインバータの直流電圧値を乗算し、その乗算結果を、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する。
- 45 上記の構成によって、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることが可能となり、

小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を実現できる。また、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、モータの駆動を維持することが可能であり、さらに交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能となる。

本発明に係る第2のインバータ制御装置は、交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流回路と、その整流回路からの直流電力を所望の周波数及び所望の電圧を持つ交流電力に変換しモータに供給するインバータとを含む、モータ駆動用のインバータ制御装置である。整流回路は、ダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタとを含む。インバータの直流母線間には、モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサが設けられる。

第2のインバータ制御装置は、外部から与えられるモータの速度指令値に基づきモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、PN電圧検出手段により検出されたインバータの直流電圧検出値を所定の基準値と比較し、その比較結果からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と前記PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する飽和電圧演算手段と、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値を乗算し、その乗算結果を、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段と、第2のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値がインバータの直流電圧値より大きい場合、各相電圧指令値をインバータの直流電圧値とするモータ電圧指令最大値規制手段とを備える。

上記の構成によって、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を維持しつつ、さらにモータの出力トルクの向上を図ることが可能となる。

また、第2のインバータ制御装置において、飽和電圧演算手段で得られる飽和電圧基準値は、外部から与えられるモータの速度指令値に応じて可変としてもよい。この構成によって、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を確実に維持する駆動領域と、モータの出力トルクの大幅な向上を図る駆動領域との両立が可能となる。

また、第1及び第2のインバータ制御装置において、PN電圧補正手段は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧検出値がゼロ以下の場合にはPN電圧補正係数に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定してもよい。この構成によって、インバータ直流電圧が大幅に変動しゼロ以下となるような場合にもモータの駆動を維持することが可能となる。

また、第1及び第2のインバータ制御装置において、交流電源周波数の偶数倍の周波数を持つ共振周波数を中心としてその前後に所定の周波数幅を持たせた周波数範囲内にインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するように、前記インバータ運転周波数を設定するようにしてもよい。この構成によって、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

また、第1及び第2のインバータ制御装置において、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定してもよい。この構成によって、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能である。

また、第1及び第2のインバータ制御装置において、インバータが停止した際に上昇する直

流電圧値の最大値がインバータの周辺回路に含まれる電気素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定してもよい。これによって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

- 5 また、第 1 及び第 2 のインバータ制御装置において、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定してもよい。これによって、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

- 10 本発明によれば、各相電圧指令値を好適に補正することにより小容量コンデンサおよび小容量リアクタの使用が可能となる。これにより、小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、モータの駆動を維持することが可能となる。さらに交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制できる。

15

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図である。

図 2 は、本発明の第 1 の実施形態における P N 電圧補正係数の特性図である。

- 20 図 3 は、本発明の第 1 の実施形態におけるモータ電圧指令補正值の結果を示す図である。

図 4 は、本発明の第 1 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図である。

図 5 は、本発明の第 1 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図である。

- 25 図 6 は、本発明の第 2 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図である。

図 7 は、本発明の第 2 の実施形態におけるモータ電圧指令補正值の結果を示す図である。

図 8 は、本発明の第 3 の実施形態における電圧飽和率の第 1 の特性図である。

図 9 は、本発明の第 3 の実施形態における電圧飽和率の第 2 の特性を示す図である。

- 30 図 10 は、本発明の第 4 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図である。

図 11 は、本発明の第 4 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図である。

- 35 図 12 は、本発明の第 6 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図である。

図 13 は、本発明の第 6 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図である。

図 14 は、本発明の第 6 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 3 の動作結果を示す図である。

- 40 図 15 は、本発明の空気調和機の一実施形態を示す構成のブロック図である。

図 16 は、一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図である。

図 17 は、一般的な V / F 制御パターンの一例を示す図である。

- 45 図 18 は、図 16 のインダクションモータ駆動用インバータ装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した線図である。

図 19 は、従来の直流電源装置図である。

好ましい実施形態の詳細な説明

以下、本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

(実施の形態 1)

図 1 に本発明の第 1 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を示す。図 1 において、インバータ制御装置の主回路は交流電源 1 と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ 2 と、2 mH 以下の小容量リアクタ 11 と、100 μ F 以下の小容量コンデンサ 12 と、直流電力を交流電力に変換するインバータ 3 と、インバータ 3 により変換された交流電力により駆動するインダクションモータ 4 から構成されている。

一方、インバータ制御装置の制御回路は、V/F 制御パターン部 13 と、モータ電圧指令作成部 14 と、PN 電圧検出部 15 と、PN 電圧補正部 16 と、モータ電圧指令補正部 17 と、PWM 制御部 18 と、第 2 のモータ電圧指令補正部 19 とを含む。

V/F 制御パターン部 13 は、外部から与えられたインダクションモータ 4 の速度指令 ω^* に基づいてインダクションモータ 4 に印加するモータ電圧値を決定する。モータ電圧指令作成部 14 は、V/F 制御パターン部 13 から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ 4 の各相電圧指令値を作成する。PN 電圧検出部 15 は、インバータ 3 の直流電圧値を検出する。PN 電圧補正部 16 は、予め設定されたインバータ 3 の直流電圧基準値と PN 電圧検出部 15 から得られるインバータ 3 の直流電圧検出値との比較から PN 電圧補正係数を導出する。第 1 のモータ電圧指令補正部 17 は、モータ電圧指令作成部 14 から得られる各相電圧指令値と PN 電圧補正部 16 の出力値である PN 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の電圧補正を行ないインダクションモータ 4 の第 1 モータ電圧指令補正值を作成する。第 2 のモータ電圧指令補正部 19 は、第 1 のモータ電圧指令補正部 17 から作成された第 1 モータ電圧指令補正值のいずれかがインバータ 3 の直流電圧値より大きい場合のみ、第 1 モータ電圧指令補正值にインバータ 3 の直流電圧値を乗算し、その乗算した結果を、第 1 モータ電圧指令補正值のうちの最大値で除算することによりインダクションモータ 4 の第 2 モータ電圧指令補正值を作成する。PWM 制御部 18 は、第 2 のモータ電圧指令補正部 19 から作成された第 2 モータ電圧指令補正值に基づいてインバータ 3 の PWM 信号を生成する。

なお、V/F 制御パターン部 13 については、上述の従来技術にて説明しているのでここでは説明を省略する（図 16 の V/F 制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置）。

以下、本実施形態のインバータ制御装置の具体的な動作について説明する。

モータ電圧指令作成部 14 では式 (1) で表される演算により各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を作成する。

$$\begin{cases} V_u^* = V_m \sin \theta_1 \\ V_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \\ V_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad \dots (1)$$

ここで、 V_m は V/F 制御パターン部 13 から決定されるモータ電圧値であり、 θ_1 は式 (2) で表されるように速度指令 ω^* を時間積分することで導出する。

$$\theta_1 = \int \omega^* dt \quad \dots (2)$$

また、図 2 は PN 電圧補正部 16 の第 1 の実施例を示した図で、PN 電圧補正部 16 では予め設定されたインバータ 3 の直流電圧基準値 V_{pn0} と PN 電圧検出部 15 から得られるインバータ 3 の直流電圧検出値 v_{pn} を用いて式 (3) のように PN 電圧補正係数 k_{pn} を導出する。

$$k_{pn} = \frac{V_{pn0}}{v_{pn} + \delta_0} \quad \text{..... (3)}$$

ここで、本発明では小容量コンデンサを用いているため、直流電圧検出値 v_{pn} がゼロとなる場合が生じるので、ゼロ割防止のための微小項 δ_0 を設定しておく必要がある。

- 5 なお、式 (3) の微小項 δ_0 の代わりに、直流電圧検出値 v_{pn} がゼロ以下の場合において P N 電圧補正係数 k_{pn} に予め設定された P N 電圧補正係数の最大値を設定することでゼロ割防止を図ることができる。

即ち、式 (4) のように P N 電圧補正係数 k_{pn} を導出しても良い。

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0} / v_{pn} & (v_{pn} > 0) \end{cases} \quad \text{..... (4)}$$

ここで、 k_{pn_max} は予め設定された P N 電圧補正係数の最大値である。

- 10 また、第1のモータ電圧指令補正部 17 では各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* と P N 電圧補正係数 k_{pn} を用いて式 (5) のように第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* を導出する。

$$\begin{cases} v_{uh1}^* = k_{pn} \cdot v_u^* \\ v_{vh1}^* = k_{pn} \cdot v_v^* \\ v_{wh1}^* = k_{pn} \cdot v_w^* \end{cases} \quad \text{..... (5)}$$

- 15 さらに、第2のモータ電圧指令補正部 19 では第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* のうち例えば v_{uh1}^* が最大であり、かつ、 v_{uh1}^* がインバータ 3 の直流電圧検出値 v_{pn} を上回った場合のみ式 (6) のように第2モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* を導出する。

$$\begin{cases} v_{uh2}^* = v_{uh1}^* \cdot v_{pn} / v_{uh1}^* \\ v_{vh2}^* = v_{vh1}^* \cdot v_{pn} / v_{uh1}^* \\ v_{wh2}^* = v_{wh1}^* \cdot v_{pn} / v_{uh1}^* \end{cases} \quad \text{..... (6)}$$

- 20 図3 (a) , (b) は、第1のモータ電圧指令補正部 17 導出された第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* が最終的に第2モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* に補正される結果の一例を示したものである。

図3 (a) のように第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* の全てが直流電圧検出値 v_{pn} の 240 V を超えていない場合は、第2モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* は第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* と同じ値となる。

- 25 また、図3 (b) のように第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* のうち、 v_{uh1}^* が直流電圧検出値 v_{pn} の 240 V を超えている場合は式 (6) に従い、第2モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* はそれぞれ、240 V、144 V、0 V となる。

図4 は第2のモータ電圧指令補正部 19 での補正制御がない場合のインバータ直流電圧と

交流電源電流の波形であり、図5は第2のモータ電圧指令補正部19での補正制御がある場合のインバータ直流電圧と交流電源電流の波形である。図5に示すように、この第2のモータ電圧指令補正部19による補正により、インバータ直流電圧が大幅に落ち込んだ直後にインダクションモータに印加する電圧を過度に与えることなく、交流電源電流の変動を抑制し、交流電源

5 源力率の改善と、交流電源電流の高調波成分の抑制を実現している。

以上のように、本実施形態のインバータ制御装置は、PN電圧補正係数を用いて各相電圧指令値の補正を行うため、PN電圧の変動があってもほぼ一定のモータ電圧が印加されるようになり、大容量のコンデンサが不要となり、小容量のコンデンサの使用が可能となる。そして、小容量のコンデンサを使用することにより、入力電流は常にモータへ供給されることになり、

10 入力電流の力率が向上するため、リアクタの小型化が実現できる。そして、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

15 なお、本発明は上述の実施例のようにV/F制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に限定されるものではなく、周知のベクトル制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置においても本発明は適用可能である。

20 なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができる場合のどちらにおいても本発明は適用可能である。

(実施の形態2)

図6に、本発明の第2の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を示す。図6において主回路は実施の形態1と同様である。

25 一方、制御回路は、実施の形態1で示す構成要素に加えて、さらに、飽和電圧演算部20とモータ電圧指令最大値規制部21を備える。

V/F制御パターン部13と、モータ電圧作成部14と、PN電圧検出部15と、PN電圧補正部16と、第1のモータ電圧指令補正部17の機能は実施の形態1のものと同様である。

30 飽和電圧演算部20は、インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する。第2のモータ電圧指令補正部19は、第1のモータ電圧指令補正部17から作成された第1モータ電圧指令補正值のいずれかが飽和電圧演算部20で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、第1モータ電圧指令補正值に飽和電圧演算部20で演算された飽和電圧基準値を乗算し、その乗算結果を、第1モータ電圧指令補正值のうちの最大値で除算することによりインダクションモータ4の第2モータ電圧指令補正值を作成する。

35 モータ電圧指令最大値規制部21は、第2のモータ電圧指令補正部19で補正された第2モータ電圧指令補正值がインバータの直流電圧値より大きい場合、第2モータ電圧指令補正值をインバータの直流電圧値とする第3モータ電圧指令補正值を導出する。PWM制御部18は、モータ電圧指令最大値規制部21から出力される第3モータ電圧指令補正值に基づいてインバータ3のPWM信号を生成する。

40 以下では、実施の形態1と異なる動作について説明する。

飽和電圧演算部20では式(7)のように飽和電圧基準値 V_{pn1} を導出する。

$$V_{pn1} = K \cdot V_{pn} \quad (K \geq 1) \quad \text{----- (7)}$$

この式(7)のKは電圧飽和率を表わし、概ね1~1.5の値である。

45 また、第2のモータ電圧指令補正部19は、第1モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^*

のうちの例えば v_{uh1}^* が最大であり、かつ、 v_{uh1}^* が飽和電圧演算部 20 で得られた飽和電圧基準値 V_{pn1} を上回った場合のみ式 (8) のように第 2 モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* を導出する。

$$\begin{cases} v_{uh2}^* = v_{uh1}^* \cdot V_{pn1} / V_{uh1}^* \\ v_{vh2}^* = v_{vh1}^* \cdot V_{pn1} / V_{uh1}^* \\ v_{wh2}^* = v_{wh1}^* \cdot V_{pn1} / V_{uh1}^* \end{cases} \quad \dots\dots\dots (8)$$

さらにモータ電圧指令最大値規制部 21 においては、第 2 モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* が直流電圧検出値 v_{pn} より大きい場合、直流電圧検出値 v_{pn} にて MAX 規制をかけた第 3 モータ電圧指令補正值 v_{uh3}^* 、 v_{vh3}^* 、 v_{wh3}^* が導出される。

図 7 (a)、(b) は飽和電圧演算部 20 で用いられる電圧飽和率 K の値をを 1.2 とし、第 1 のモータ電圧指令補正部 17 導出された第 1 モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* が最終的に第 3 モータ電圧指令補正值 v_{uh3}^* 、 v_{vh3}^* 、 v_{wh3}^* に補正される結果の一例を示したものである。

図 7 (a) のように第 1 モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* 全てが直流電圧検出値 v_{pn} の 240 V を超えていない場合は、第 3 モータ電圧指令補正值 v_{uh3}^* 、 v_{vh3}^* 、 v_{wh3}^* は第 1 モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* と同値となる。

また、図 7 (b) のように第 1 モータ電圧指令補正值 v_{uh1}^* 、 v_{vh1}^* 、 v_{wh1}^* のうち、 v_{uh1}^* が直流電圧検出値 v_{pn} の 240 V を超えている場合は式 (7) と式 (8) に従い、第 2 モータ電圧指令補正值 v_{uh2}^* 、 v_{vh2}^* 、 v_{wh2}^* はそれぞれ、288 V、172.8 V、0 V となり、最終的に第 3 モータ電圧指令補正值 v_{uh3}^* 、 v_{vh3}^* 、 v_{wh3}^* はそれぞれ、240 V、172.8 V、0 V となる。

ここで、実施の形態 1 で説明した具体例のうち図 3 (b) と図 7 (b) を比較すると、実施の形態 2 で最終的に V 相に指令されるモータ電圧値が 144 V から 172.8 V に増加していることが分かる。

このモータ電圧値の増加は、インダクションモータの出力トルクの向上につながり、所望の交流電源力率や交流電源電流の高調波成分が規制値に対して余裕がある場合、上述の実施例がインダクションモータの限界負荷耐量を上げるのに非常に有効な手段になる。

(実施の形態 3)

本実施形態では、飽和電圧基準値 V_{pn1} の導出において、電圧飽和率を外部からの速度指令に応じて変化させる。

図 8 は、実施の形態 2 のインバータ制御装置において飽和電圧演算部 20 で飽和電圧基準値 V_{pn1} を導出する際に、式 (7) の電圧飽和率 K を外部から与えられたインダクションモータ 4 の速度指令 ω^* に応じてステップ状に変化させた一例を示したものである。

図 8 のように電圧飽和率 K をステップ状に変化させると、速度指令 ω^* が 100 Hz 未満の時、飽和電圧基準値 V_{pn1} は直流電圧検出値 v_{pn} と同値となり実施の形態 1 で説明した制御となる。

また、速度指令 ω^* が 100 Hz 以上の時、飽和電圧基準値 V_{pn1} は直流電圧検出値 v_{pn} の 1.2 倍となり実施の形態 2 で説明した制御となる。

すなわち、速度指令 ω^* が 100 Hz 未満の時は交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を確実に維持し、速度指令 ω^* が 100 Hz 以上の時はインダクションモータ 4 の出力トルクを十分に確保できることになる。

本実施形態によれば、インダクションモータの定常駆動領域では交流電源力率の改善と交流

電源電流の高調波成分抑制を実現でき、モータがトルクを必要とする高速駆動領域では限界負荷耐量を上げるといった、フレキシブルな制御が可能となる。

なお、図 9 のように電圧飽和率 K を速度指令 ω^* に応じてなだらかに連続的に変化させると急峻な出力トルクの変化を防ぎ、より安定した駆動を実現できる。

(実施の形態 4)

本発明に係るインバータ運転周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では小容量コンデンサを用いているため、図 10 のようにインバータ直流電圧は交流電源周波数 f_s の 2 倍の周波数で大きく脈動する。

そのため、インバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の偶数倍となる周波数では、インバータ直流電圧が脈動する周波数（交流電源周波数 f_s の 2 倍の周波数）と同期し共振現象が生じてしまう。

図 11 はインバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の 2 倍となる場合の動作結果を示した図である。インバータ直流電圧が脈動する周波数と同期して共振現象が生じ、モータ電流においては負の直流成分が重畳されていることがわかる。そのため、インダクションモータにはブレーキトルクが発生し、出力トルクの減少やモータ損失が増加するといった悪影響が生じてしまう。

なお、図 11 の場合の諸元は、小容量リアクタのインダクタンス値が 0.5 mH 、小容量コンデンサの容量が $10 \mu\text{F}$ 、交流電源が 220 V (50 Hz)、インバータ運転周波数が 100 Hz （ここではモータの極数は 2 極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、インバータキャリア周波数が 5 kHz である。

そこで、本実施形態では、インバータ運転周波数 f_1 の設定において、インバータ運転周波数 f_1 が式 (9) で与えられる周波数（周波数範囲）に定常的に固定されることを回避するように、インバータ運転周波数 f_1 を設定する。

$$f_1 = 2nf_s \pm \Delta f \quad \text{..... (9)}$$

ここで、 n は整数、 Δf は予め設定された周波数幅であり、周波数幅 Δf に関しては基本的には上述の共振現象の影響が少なくなるように設定しておく。

また、インバータ運転周波数 f_1 が式 (9) で求められる共振周波数を越える場合には、加速あるいは減速といった過渡状態で一気にインバータ運転周波数 f_1 を変更させ、共振周波数に固定されることを回避する。

なお、周波数幅 Δf は必ずしも設定する必要はなく、運転状況（軽負荷時など）によっては設定しなくとも良い（この場合は $\Delta f = 0$ とすれば良い）。

以上のようにインバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

(実施の形態 5)

本発明に係るインバータ制御装置において用いられる小容量コンデンサ 12 および小容量リアクタ 11 の仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

本発明のインバータ制御装置では、交流電源電流の高調波成分を抑制して IEC 規格をクリアするために、小容量コンデンサと小容量リアクタとにより定まる共振周波数 f_{LC} （LC 共振周波数）が交流電源周波数 f_s の 40 倍よりも大きくなるように、小容量コンデンサ 12 と小容量リアクタ 11 の組み合わせを決定する。

ここで、小容量コンデンサ 12 の容量を $C [\text{F}]$ 、小容量リアクタ 11 のインダクタンス値

を $L [H]$ とすると、 LC 共振周波数 f_{LC} は式 (10) のように表される。

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{----- (10)}$$

即ち、 $f_{LC} > 40 f_s$ を満たすように小容量コンデンサ 12 と小容量リアクタ 11 の組み合わせを決定する。これは、IEC 規格では交流電源電流の高調波成分において第 40 次高調波まで規定されているからである。

以上の方法で小容量コンデンサ 12 および小容量リアクタ 11 の組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制して、IEC 規格をクリアすることが可能となる。

次に、小容量コンデンサ 12 の容量の決定について以下に説明する。

インバータ 3 が停止した際には、小容量コンデンサ 12 がインダクションモータ 4 の回生エネルギー（停止直前までインダクションモータのインダクタンス成分に蓄えられていた磁気エネルギー）を吸収してインバータ 3 の直流電圧値が上昇する。このため、そのときの直流電圧の最大値が、インバータ 3 の周辺回路の構成素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサ 12 の容量を決定する。これにより、周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

なお、小容量リアクタ 11 のインダクタンス値は、小容量コンデンサ 12 の値が決まれば、上述の方法で自動的に決定することができる。

(実施の形態 6)

本発明に係るインバータ 3 のキャリア周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

本発明のインバータ制御装置では、小容量コンデンサ 12 に蓄えられる電気エネルギーが小さい。電気エネルギーが不足するような場合でもインダクションモータ 4 の駆動を維持するためには、小容量リアクタ 11 の磁気エネルギーを併用するしかなく、このため、リアクタ電流波形（ダイオードブリッジを通った後の電流で、概ね交流電源電流の絶対値をとった電流と等しい）はインバータ 3 のキャリア周波数（チョッピング）の影響を大きく受けてしまう。

そのため、本発明のインバータ制御装置では、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータ 3 のキャリア周波数を設定する。

ここで、種々の条件下で本発明のインバータ制御装置を動作させた場合の結果を図 12 ～ 図 14 に示す。図 12 はキャリア周波数が 3.3 kHz の場合、図 13 は 5 kHz の場合、図 14 は 7.5 kHz の場合の動作結果である。リアクタ電流波形を比較すれば、リアクタ電流（もしくは交流電源電流）はキャリア周波数による依存性が大きいことがわかる。

また、それぞれの交流電源力率値をデジタルパワーメータにて測定したところ、図 12 のキャリア周波数が 3.3 kHz の時には 0.878、図 13 の 5 kHz の時には 0.956、図 14 の 7.5 kHz の時には 0.962 となった。

なお、このときの諸元は、小容量リアクタ 11 のインダクタンス値が 0.5 mH、小容量コンデンサ 12 の容量が 10 μ F、交流電源 1 が 220 V (50 Hz)、インバータ運転周波数が 57 Hz（ここではモータ 4 の極数は 2 極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、交流電源 1 における入力電力が 900 W である。

ここで、例えば予め設定した交流電源力率値が 0.9 である場合には、キャリア周波数を 3.3 kHz ～ 5 kHz の間に設定すれば良いことになり、最終的には予め設定した交流電源力率値（この場合は 0.9）を満足しつつ、最もキャリア周波数が低くなるように決定する。

以上により、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

(実施の形態 7)

図 1 5 に、上記のインバータ制御装置を利用した空気調和機の構成例を示す。同図に示すように、空気調和機は、上記のインバータ制御装置 1 0 0 を用いており、さらに、電動圧縮機 8 2 に加えて、室内ユニット 9 2、室外ユニット 9 5 及び四方弁 9 1 からなる冷凍サイクルを備えている。室内ユニット 9 2 は室内送風機 9 3 と室内熱交換器 9 4 とから構成され、また室外

5

ユニット 9 5 は室外熱交換器 9 6、室外送風機 9 7 及び膨張弁 9 8 より構成される。
電動圧縮機 8 2 はインダクションモータ 4 により駆動され、インダクションモータ 4 はインバータ制御装置 1 0 0 により駆動される。冷凍サイクル中は熱媒体である冷媒が循環する。冷媒は電動圧縮機 8 2 により圧縮され、室外熱交換器 9 6 にて室外送風機 9 7 からの送風により

10

室外の空気と熱交換され、また室内熱交換器 9 4 にて室内送風機 9 3 からの送風により室内の空気と熱交換される。

（産業上の利用可能性）

15

本発明は、小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を提供し、空気調和機等に使用されるモータの制御装置として有用である。

本発明は、特定の実施形態について説明されてきたが、当業者にとっては他の多くの変形例、修正、他の利用が明らかである。それゆえ、本発明は、ここでの特定の開示に限定されず、添付の請求の範囲によってのみ限定され得る。

20

なお、本出願は日本国特許出願、特願 2 0 0 3 - 9 1 1 8 4 号（2 0 0 3 年 3 月 2 8 日提出）、特願 2 0 0 4 - 0 5 4 2 9 2 号（2 0 0 4 年 2 月 2 7 日提出）に関連し、それらの内容は参照することにより本文中に組み入れられる。

特許請求の範囲

1. 交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流回路と、その整流回路からの直流電力を所望の周波数及び所望の電圧の交流電力に変換しモータに供給するインバータとを含むインバータ装置であって、前記整流回路はダイオードブリッジと、そのダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタとを含み、前記インバータの直流母線間には、前記モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサが設けられた、モータ駆動用のインバータ制御装置において、
- 5 外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、前記モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、
- 10 前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、
- 前記PN電圧検出手段により検出されたインバータの直流電圧値を、所定の基準値と比較し、その比較結果からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、
- 各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、
- 15 前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とを備え、
- 前記第1のモータ電圧指令補正手段は、前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行い、
- 20 前記第2のモータ電圧指令補正手段は、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが前記インバータの直流電圧値より大きい場合のみ、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に前記インバータの直流電圧値を乗算し、その乗算結果を、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する
- 25 ことを特徴とする、インバータ制御装置。
2. 前記PN電圧補正手段は、前記直流電圧の検出値がゼロでない場合には、前記所定の基準値を前記直流電圧の検出値で除算することにより前記PN電圧補正係数を導出し、前記直流電圧の検出値がゼロ以下の場合には、予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を前記PN電圧補正係数に設定することを特徴とする、請求項1記載のインバータ制御装置。
- 30 3. 交流電源周波数の偶数倍の周波数を持つ共振周波数を中心としてその前後に所定の周波数幅を持たせた周波数範囲内にインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するように、前記インバータ運転周波数を設定することを特徴とする、請求項1記載のモータ駆動用インバータ制御装置。
- 35 4. 前記小容量リアクタと前記小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項1記載のインバータ制御装置。
- 40 5. 前記インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が前記インバータの周辺回路に含まれる電気素子の耐圧よりも小さくなるように前記小容量コンデンサの容量が決定されることを特徴とする、請求項1記載のインバータ制御装置。
- 45 6. 予め設定された交流電源力率値を満足するように前記インバータのキャリア周波数が決定されることを特徴とする、請求項1記載のインバータ制御装置。

7. 交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流回路と、その整流回路からの直流電力を所望の周波数及び所望の電圧を持つ交流電力に変換しモータに供給するインバータとを含むインバータ制御装置であって、前記整流回路は、ダイオードブリッジと、該ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタとを含み、前記インバータの直流母線間には、前記モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサが設けられた、モータ駆動用のインバータ制御装置において、

外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、前記モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、

前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、

前記PN電圧検出手段により検出されたインバータの直流電圧検出値を所定の基準値と比較し、その比較結果からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、

前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と前記PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、

前記インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する飽和電圧演算手段と、

前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが前記飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に前記飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値を乗算し、その乗算結果を、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段と、

前記第2のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値が前記インバータの直流電圧値より大きい場合、各相電圧指令値を前記インバータの直流電圧値とするモータ電圧指令最大値規制手段と

を備えたことを特徴とするインバータ制御装置。

8. 前記飽和電圧演算手段で得られる飽和電圧基準値は、外部から与えられるモータの速度指令値に応じて可変とすることを特徴とする、請求項7に記載のインバータ制御装置。

9. 前記PN電圧補正手段は、前記直流電圧の検出値がゼロでない場合には、前記所定の基準値を前記直流電圧の検出値で除算することにより前記PN電圧補正係数を導出し、前記直流電圧の検出値がゼロ以下の場合には、予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を前記PN電圧補正係数に設定することを特徴とする、請求項7記載のインバータ制御装置。

10. 交流電源周波数の偶数倍の周波数を持つ共振周波数を中心としてその前後に所定の周波数幅を持たせた周波数範囲内にインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するように、前記インバータ運転周波数を設定することを特徴とする、請求項7記載のモータ駆動用インバータ制御装置。

11. 前記小容量リアクタと前記小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項7記載のインバータ制御装置。

12. 前記インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が前記インバータの周辺回路に含まれる電気素子の耐圧よりも小さくなるように前記小容量コンデンサの容量が決定

されることを特徴とする、請求項 7 記載のインバータ制御装置。

1 3. 予め設定された交流電源力率値を満足するように前記インバータのキャリア周波数が決定されることを特徴とする、請求項 7 記載のインバータ制御装置。

5

1 4. 冷媒を圧縮する圧縮機と、

前記圧縮機を駆動するためのモータと、

整流回路からの直流電力を可変電圧、可変周波数の交流電力に変換して前記モータに供給する請求項 1 記載のインバータ制御装置と

10

を備えたことを特徴とする空気調和機。

1 5. 冷媒を圧縮する圧縮機と、

前記圧縮機を駆動するためのモータと、

整流回路からの直流電力を可変電圧、可変周波数の交流電力に変換して前記モータに供給する請求項 7 記載のインバータ制御装置と

15

を備えたことを特徴とする空気調和機。

開示の要約

- 小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。インバータ制御装置は、モータ各相の電圧指令値とPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかがインバータの直流電圧値より大きい場合のみ、補正された各相電圧指令値にインバータの直流電圧値を乗算した後、補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とを備える。
- 5